

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 11177447 A

(43) Date of publication of application: 02.07.99

(51) Int. Cl. H04B 1/10  
H03H 19/00

(21) Application number: 09337303

(22) Date of filing: 08.12.97

(71) Applicant: TOSHIBA CORP

(72) Inventor: YOSHIDA HIROSHI  
ITAKURA TETSURO  
YAMAJI TAKAFUMI

(54) RECEIVER WITH MULTI-RATE TRANSMISSION  
FUNCTION

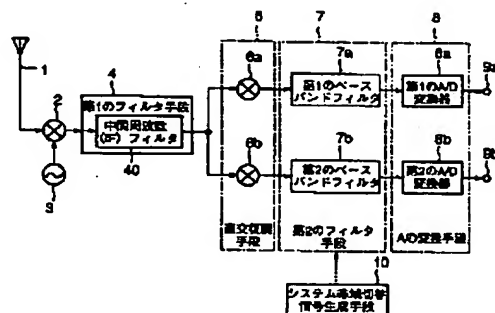
filters of the second filter means 7 are made variable.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To simplify an IF filter of the receiver and to improve a phase noise characteristic of a synthesizer.

**SOLUTION:** This receiver is provided with a frequency conversion means 2 that converts a received high frequency signal into an intermediate frequency signal, a first filter means 4 connecting with an output terminal of the means 2, an orthogonal demodulation means 6 connecting with an output terminal of the means 2, a second filter means 7 connecting with an output terminal of the means 6, and an A/D converter means 8 connecting with an output terminal of the means 7. The receiver conducts communication through the use of signals with plural bands. The first filter means 4 has a band-pass filter 40 that passes a band width equivalent to at least a sum of signals with the widest band width and signals with the narrowest band width among plural hand signals received via the frequency conversion means 2. Characteristics of base-band



BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-177447

(43) 公開日 平成11年(1999) 7月2日

(51) Int.Cl.<sup>4</sup>

識別記号

F I

H 0 4 B 1/10

H 0 4 B 1/10

R

H 0 3 H 19/00

H 0 3 H 19/00

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号

特願平9-337303

(22) 出願日

平成9年(1997)12月8日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 吉 田 弘

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会  
社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 板 倉 哲 朗

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会  
社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 山 路 隆 文

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1 株式会  
社東芝研究開発センター内

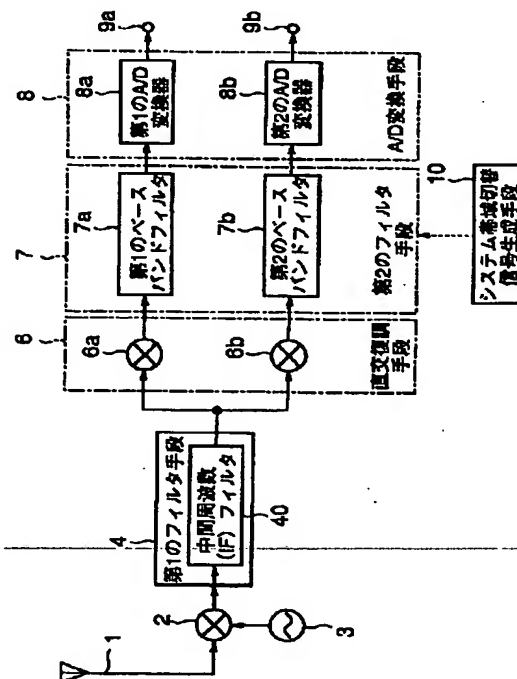
(74) 代理人 弁理士 佐藤 一雄 (外3名)

(54) 【発明の名称】 マルチレート伝送機能を有する受信機

(57) 【要約】

【課題】 受信機の I F フィルタ簡略化すると共に、シンセサイザの位相雑音特性を改善させる。

【解決手段】 受信高周波信号を中間周波数に変換する周波数変換手段2と、その出力端に接続された第1のフィルタ手段4と、その出力端に接続された直交復調手段6と、その出力端に接続された第2のフィルタ手段7と、その出力端に接続された A/D 変換手段8とを具備し、複数の帯域幅の信号を用いて通信を行なう受信機であって、第1のフィルタ手段4は、周波数変換手段2を介して供給される複数の帯域幅の信号のうちの、最も帯域幅の広い信号と最も帯域幅の狭い信号のそれぞれの帯域幅の少なくとも和に相当する帯域幅を通過させることができる1つのバンドパスフィルタ40を備え、第2のフィルタ手段7ベースバンドフィルタの特性を変変とする。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 受信された高周波信号を中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段の出力端に接続された第1のフィルタ手段と、この第1のフィルタ手段の出力端に接続された直交復調手段と、この直交復調器の出力端に接続された第2のフィルタ手段と、この第2のフィルタ手段の出力端に接続されたA/D変換手段とを具備し、複数の帯域幅の信号を用いて通信を行なう無線通信システムに用いられるマルチレート伝送機能を有する受信機において、

前記第1のフィルタ手段は、前記周波数変換手段を介して供給される前記複数の帯域幅の信号のうちの、最も帯域幅の広い信号と最も帯域幅の狭い信号のそれぞれの帯域幅の少なくとも和に相当する帯域幅を通過させることができる1つのバンドパスフィルタを備えることを特徴とするマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項2】 前記周波数変換手段は、前記最も広い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合には、前記第1のフィルタ手段が通過させる帯域幅より広く、かつ、前記最も広い帯域幅の信号の周波数を含むカットオフ周波数を有するローパスフィルタとして機能し、前記最も狭い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合には、通信を行なう帯域幅を含む帯域幅のバンドパスフィルタとして機能することを特徴とする請求項1に記載のマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項3】 所定周波数のローカル信号を生成して前記周波数変換手段に供給するシンセサイザをさらに備え、このシンセサイザにより生成されるローカル信号の前記周波数の間隔が、前記最も狭い帯域幅の信号の帯域幅の2倍以上であることを特徴とする請求項1に記載のマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項4】 受信された高周波信号を中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段の出力端に接続された第1のフィルタ手段と、この第1のフィルタ手段の出力端に接続された直交復調手段と、この直交復調器の出力端に接続された第2のフィルタ手段と、この第2のフィルタ手段の出力端に接続されたA/D変換手段とを具備し、複数の帯域幅の信号を用いて通信を行なう無線通信システムに用いられるマルチレート伝送機能を有する受信機において、

前記第1のフィルタ手段は、前記周波数変換手段を介して供給される前記複数の帯域幅の信号のうちの、最も帯域幅の広い信号の帯域幅を少なくともその通過帯域幅として有すると共に、前記最も広い帯域幅の信号の搬送波周波数が、前記第1のフィルタ手段の通過帯域幅の中心周波数となるように制御される1つのバンドパスフィルタを備えることを特徴とするマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項5】 前記最も広い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合は、前記第2のフィルタ手段がその帯域幅の

2分の1の帯域を含むように設定されたカットオフ周波数を有するローパスフィルタにより構成され、前記最も広い帯域幅の信号よりも狭い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合は、前記第2のフィルタ手段がその帯域幅を含む帯域幅を通過させるバンドパスフィルタにより構成されていることを特徴とする請求項4に記載のマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項6】 前記第2のフィルタ手段は、そのカットオフ周波数が通信で用いられる帯域幅に応じて選択されるローパスフィルタにより構成されることを特徴とする請求項1または請求項4に記載のマルチレート伝送機能を有する受信機。

【請求項7】 前記第2のフィルタ手段はスイッチドキャパシタフィルタを含み、前記ローパスフィルタのカットオフ周波数が前記スイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数により決定されることを特徴とする請求項6に記載のマルチレート伝送機能を有する受信機。

**【発明の詳細な説明】****【0001】**

【発明の属する技術分野】 本発明は受信機に関し、特に複数の帯域幅で通信をおこなうマルチレート伝送機能を有する受信機に関する。

**【0002】**

【従来の技術】 近年、移动通信システムの普及に伴い、移动通信端末に対する需要が増加している。それと共に、従来は音声による通話のみであった通信内容が、データやファクシミリによる伝送や、さらには画像通信等にまで多様化している。これらの多様化した通信内容に対応するためには、システムにマルチレート伝送機能を付加することが必要となる。すなわち、様々なデータの効率的な伝送を、帯域幅を可変とすることで実現する機能である。

【0003】 従来、この種の受信機は図21に示すように構成されていた。図21において受信機は、例えばアンテナ1等により受信された信号の周波数を変換する周波数変換手段2と、周波数変換手段2に所定の周波数を出力するシンセサイザ3と、第1ないし第nの中間周波数フィルタ（以下必要に応じてIFフィルタという）4 aないし4 nを多段に有する第1のフィルタ手段4と、第1のフィルタ手段4の前段に設けられたスイッチ5 Aおよび後段に設けられたスイッチ5 Bよりなる切替手段5と、スイッチ5 Bの後段に設けられる第1および第2の直交復調器6 aおよび6 bを有する直交復調手段6と、第1および第2のベースバンドフィルタ7 aおよび7 bを有する第2のフィルタ手段7と、第1および第2のA/D変換器8 aおよび8 bを有するA/D変換手段8と、出力端子9 Aおよび9 Bと、スイッチ5 A、5 Bおよび第2のフィルタ手段7にシステム帯域切替信号を供給するシステム帯域切替信号生成手段10と、を備えている。

【0004】次に従来の受信機の基本動作について図面に基づいて説明する。

【0005】周波数変換手段2に入力された高周波信号は、周波数変換手段2において予め定められた周波数の中間周波信号（以下IF信号）へ変換されて出力される。周波数変換手段2が出力する中間周波数（以下、IFとする）信号は、IFフィルタ4aないし4nの何れかに入力される。ここで、IFフィルタ4aないし4nは、伝送されてくる信号の複数の帯域幅の種類の数だけ設けられている。また、このIFフィルタ4aないし4nは、システム帯域切替信号により制御されるスイッチ切替手段5により何れかに切替えられるよう構成されている。

【0006】切替手段5により切替えられた第1のフィルタ手段4の何れか1つのフィルタ4a、4b、4cまたは4nでフィルタリングされたIF信号は、直交復調手段6に入力され、直交復調手段6でIチャネルおよびQチャネルのベースバンド信号へ変換されて出力される。

【0007】直交復調手段6の出力信号は、ベースバンドフィルタ7a、7bよりなる第2のフィルタ手段に入力される。このベースバンドフィルタ7a、7bは、システム帯域切替信号生成手段10より出力される切替信号によってカットオフ周波数を変えることができるローパスフィルタである。第2のフィルタ手段7でフィルタリングされたベースバンド信号は、A/D変換手段8の第1および第2のA/D変換器8a、8bに入力されて、アナログ信号からデジタル信号へ変換される。その後デジタル信号は出力端子9aおよび9bを介して出力され、図示されない復調器によって復調される。

【0008】シンセサイザ3は、入力信号に含まれる所望信号の中心周波数が、前記予め定められたIF信号の周波数に一致するように周波数変換されるような局部発振周波数を発振し、シンセサイザ3の出力は周波数変換手段2に供給される。このときシンセサイザ3の発振周波数は図示しない制御信号によって制御される。すなわち、シンセサイザ3の発振周波数 $f_{LO}$ は、例えば所望信号の中心周波数 $f_{RF}$ と、予め定められたIF信号の周波数 $f_{IF}$ の差 $f_{RF} - f_{IF}$ の周波数である。

【0009】上記構成を有する従来の受信機を用いて複数の伝送レートの信号を受信する場合は、システム帯域切替信号によって、まず、（1）切替手段58を用いて第1のフィルタ手段4のIFフィルタ4aないし4nのうち所望の帯域幅に適したものに切替え、（2）第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ7a、7bの帯域幅を適正な値に変更し、さらに、（3）シンセサイザ3に上述の局部発振周波数を発振させる。

【0010】上記動作について、具体的な数字を示して説明すると以下ようになる。いまシステムの帯域幅は最小帯域幅とその整数倍の帯域幅から選択できるとす

る。例えば、システムの帯域幅は5MHz、10MHz、20MHzの3つとする。搬送波の周波数は2GHz帯、システム帯域幅は60MHzとし、上記複数の帯域幅の信号が割り当てられている様子を図22に示す。

【0011】さて、IFが200MHzで設計されている従来の受信機の構成は以下ようになる。第1のフィルタ手段4はIFフィルタ4a、4b、4cの順に帯域幅が広いとすると、IFフィルタ4aは帯域幅5MHzで中心周波数200MHz、IFフィルタ4bは帯域幅10MHzで中心周波数200MHz、IFフィルタ4cは帯域幅20MHzで中心周波数200MHz、のバンドパスフィルタとすることになる。IFフィルタ4aないし4cのそれぞれの周波数特性を、図23（a）（b）（c）に示す。

【0012】次に、複数レートを受信する時の動作について説明する。まず、最大帯域幅である20MHzでの伝送時に中心周波数200MHzの信号を受信する場合は、（1）まず切替手段5により第1のフィルタ手段4を第3のIFフィルタ4cに切替え、（2）第2のフィルタ手段7のカットオフ周波数をそれぞれ10MHzとし、（3）シンセサイザ3の発振周波数は、入力信号の中心周波数である200MHzとIFである200MHzとの差、すなわち1800MHzとする。以上のように動作することで中心周波数200MHz、帯域幅20MHzの信号を受信する。このときの第3のIFフィルタ4cの周波数特性は図23（c）に示すものである。また、第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ7a、7bの周波数特性は図24（a）に示すものである。

【0013】また、最小帯域幅である5MHzでの伝送時に中心周波数1972.5MHzの信号を受信する場合は、（1）切替手段5により第1のフィルタ手段のIFフィルタ4aに切替え、（2）第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ7a、7bのカットオフ周波数を2.5MHzとし、（3）シンセサイザ3の発振周波数を入力信号の中心周波数である1972.5MHzとIFである200MHzとの差、すなわち1772.5MHzとする。以上のように動作させることにより中心周波数1972.5MHz、帯域幅5MHzの信号を受信する。このときのIFフィルタ4aの周波数特性は図23（a）に示したものである。またベースバンドフィルタ7a、7bの周波数特性は図24（b）に示すようになっている。

【0014】その他の場合についてはここでは説明を省略するが、多段のIFフィルタ4aないし4nを含む第1のフィルタ手段4とベースバンドフィルタ7a、7bを含む第2のフィルタ手段7の帯域幅を切替え、所望信号が丁度IF周波数と一致するような周波数にシンセサイザ3の発振周波数を設定することによって、上記と同様の構成動作により受信するという方法は同一であ

る。

【0015】以上述べたように、従来のこの種の受信機は、制御信号によって、IFフィルタおよびベースバンドフィルタの帯域幅、さらにシンセサイザの発振周波数を変更することによりマルチレート伝送に対応している。

【0016】さて、移動通信端末等に用いられる受信機において、上記IFフィルタは通常パッシブフィルタで構成される。典型的なIFフィルタは表面弾性波(SAW-Surface Acoustic Wave)を用いるものである。この種のフィルタは、物理的な大きさで動作周波数が決定されるため小形化に不向きである。ところが、上記受信機においては、IFフィルタを複数の伝送レートの数だけ用意しなければならない。たとえばシステムが4種類の伝送帯域幅を用いる場合、合計4個のIFフィルタを用意する必要がある。このように、フィルタを多段に設けると、フィルタが複数個必要になりフィルタ手段の回路構成を集積回路化できないため、機器の小形化のためには重大な障害となる。

【0017】また、以上説明したような最小帯域幅とその整数倍の帯域幅から必要な帯域幅を選択するようなシステムにおいては、受信する信号の搬送波における周波数の間隔は最小帯域幅の $1/2$ となるので、シンセサイザ6は最小帯域幅の $1/2$ の周波数間隔で発振する機能を有している必要がある。例えば上記の例においてはシンセサイザ6は最も狭い帯域幅5MHzの $1/2$ である2.5MHzの周波数間隔で発振する機能を有する必要がある。一般的にシンセサイザは、発振周波数範囲の中心周波数に対して発振周波数間隔が狭い程位相雑音特性が劣化することになる。したがって、マルチレート伝送機能を有する受信機に用いられるシンセサイザは、処理される信号の帯域幅が最も広い場合においても、位相雑音特性が劣化された状態で機能することとなり、受信特性が劣化してしまうという問題を有していた。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】本発明に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、上記問題点を除去するためになされたものであり、第1のフィルタ手段を1つの中間周波数フィルタにより構成することにより、集積回路化が可能で構成を簡略化でき、製造コストの低廉なマルチレート伝送機能を有する受信機を提供することを目的とする。

【0019】また、シンセサイザの発振周波数間隔を、帯域幅が最も狭い場合の間隔とすることが必要であるため、位相雑音特性が劣悪であるという問題点があった。そこで本発明はこの問題点を除去し、シンセサイザの発振周波数間隔が広いマルチレート伝送機能を有する受信機を提供することをも目的としている。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するた

め、請求項1に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、受信された高周波信号を中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段の出力端に接続された第1のフィルタ手段と、この第1のフィルタ手段の出力端に接続された直交復調手段と、この直交復調器の出力端に接続された第2のフィルタ手段と、この第2のフィルタ手段の出力端に接続されたA/D変換手段とを具備し、複数の帯域幅の信号を用いて通信を行なう無線通信システムに用いられるマルチレート伝送機能を有する受信機において、前記第1のフィルタ手段は、周波数変換手段を介して供給される複数の帯域幅の信号のうちの、最も帯域幅の広い信号と最も帯域幅の狭い信号のそれぞれの帯域幅の少なくとも和に相当する帯域幅を通過させることができる1つのバンドパスフィルタを備えることを特徴としている。

【0021】また、請求項2に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、請求項1に記載の受信機において、周波数変換手段が、最も広い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合には、前記第1のフィルタ手段が通過させる帯域幅より広く、かつ、前記最も広い帯域幅の信号の周波数を含むカットオフ周波数を有するローパスフィルタとして機能し、前記最も狭い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合には、通信を行なう帯域幅を含む帯域幅のバンドパスフィルタとして機能することを特徴としている。

【0022】また、請求項3に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、請求項1に記載の受信機において、所定周波数のローカル信号を生成して前記周波数変換手段に供給するシンセサイザをさらに備え、このシンセサイザにより生成されるローカル信号の前記周波数の間隔が、前記最も狭い帯域幅の信号の帯域幅の2倍以上であることを特徴としている。

【0023】請求項4に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、受信された高周波信号を中間周波数に変換する周波数変換手段と、この周波数変換手段の出力端に接続された第1のフィルタ手段と、この第1のフィルタ手段の出力端に接続された直交復調手段と、この直交復調器の出力端に接続された第2のフィルタ手段と、この第2のフィルタ手段の出力端に接続されたA/D変換手段とを具備し、複数の帯域幅の信号を用いて通信を行なう無線通信システムに用いられるマルチレート伝送機能を有する受信機において、第1のフィルタ手段が、前記周波数変換手段を介して供給される前記複数の帯域幅の信号のうちの、最も帯域幅の広い信号の帯域幅を少なくともその通過帯域幅として有すると共に、前記最も広い帯域幅の信号の搬送波周波数が、前記第1のフィルタ手段の通過帯域幅の中心周波数となるように制御される1つのバンドパスフィルタを備えることを特徴としている。

【0024】また、請求項5に係るマルチレート伝送機

能を有する受信機。請求項4に記載の受信機において、最も広い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合は、前記第2のフィルタ手段がその帯域幅の2分の1の帯域を含むように設定されたカットオフ周波数を有するローパスフィルタにより構成され、前記最も広い帯域幅の信号よりも狭い帯域幅の信号を用いて通信を行なう場合は、前記第2のフィルタ手段がその帯域幅を含む帯域幅を通過させるバンドパスフィルタにより構成されていることを特徴としている。

【0025】また、請求項6に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、請求項1または請求項4に記載の受信機において、第2のフィルタ手段が、通信で用いられる帯域幅に応じてそのカットオフ周波数が選択されるローパスフィルタにより構成されることを特徴としている。

【0026】また、請求項7に係るマルチレート伝送機能を有する受信機は、請求項6に記載の受信機において、第2のフィルタ手段が、スイッチドキャパシタフィルタを含み、ローパスフィルタのカットオフ周波数が前記スイッチドキャパシタフィルタのカットオフ周波数により決定されることを特徴としている。

【0027】

【発明の実施の形態】以下、図1ないし図20を参照しながら、本発明に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の好適な実施形態について詳細に説明する。まず、図1を用いて第1実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機について説明する。なお、本第1実施形態に係る受信機が適用される複数の帯域幅で通信を行なうシステムにおいては、使用される複数の伝送帯域幅は、最小伝送帯域幅 $\Delta f_1$ とその整数倍の帯域幅である。

【0028】図1は本発明の第1実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図であり、同図において、受信機は、アンテナ1より入力される無線周波数信号等の高周波信号を周波数変換する周波数変換手段2と、この周波数変換手段2に所定周波数の局部発振信号を供給するシンセサイザ3と、1つの中間周波数（以下、IF—Intermediate Frequency—）フィルタ40により構成される第1のフィルタ手段4と、第1のフィルタ手段4の出力の同相（I）成分と直交（Q）成分とをそれぞれ復調する第1および第2の直交復調器6aおよび6bよりなる直交復調手段6と、それぞれの成分の基底周波数を通過させる第1および第2のベースバンドフィルタ7aおよび7bよりなる第2のフィルタ手段7と、それぞれの成分のアナログ信号をデジタル信号に変換する第1および第2のA/D変換器8aおよび8bよりなるA/D変換手段8と、第2のフィルタ手段7に対してシステム帯域切替信号を出力するシステム帯域切替信号生成手段7と、を備えている。第1のフィルタ手段4の構成を除く他の構成要素は、図2

1を用いて説明した従来の受信機の構成要素と同一機能を有するので、重複説明を省略する。

【0029】ここで、アンテナ1を介して入力される所望信号の帯域が取り得る中心周波数を $f_{RF1}$ 、 $f_{RF2}$ 、 $\dots$ 、 $f_{RFn}$ （ $n$ は整数で、 $f_{RF1} < f_{RF2} < \dots < f_{RFn}$ ）とする。この場合最も狭い伝送帯域幅を $\Delta f_1$ とすると、アンテナより入力する所望信号の取り得る中心周波数のうち隣り合う中心周波数の差は最も狭い伝送帯域幅 $\Delta f_1$ の $1/2$ となる。つまり、「 $f_{RF(i+1)} - f_{RFi} = \Delta f_1 / 2$ （ $i$ は整数）」である。また、予め定められた中間周波数（IF）を $f_{IF}$ とし、シンセサイザ3により生成される発振周波数を $f_{LO1}$ 、 $f_{LO2}$ 、 $\dots$ 、 $f_{LOm}$ （ $m$ は整数であり、 $f_{LO1} < f_{LO2} < \dots < f_{LOm}$ ）とする。

【0030】本第1実施形態に特徴的な機能を有する部分について以下に説明する。まず、第1のフィルタ手段4を構成する中間周波数（IF）フィルタ40は、複数の伝送帯域幅のうち最も広い帯域幅と最も狭い帯域幅の和の帯域幅を持つバンドパスフィルタである。また、第2のフィルタ手段7を構成するベースバンドフィルタ7a、7bは制御信号により周波数特性を可変とすることは、従来の受信機と同一であるが、従来の受信機は制御信号によりカットオフ周波数を変えることにより、その特性は常にローパス特性であった。これに対し、本第1実施形態に係る受信機におけるベースバンドフィルタは、カットオフ周波数と同時にローパス特性やバンドパス特性というようなフィルタのタイプをも変えることができるものを用いる。

【0031】さらに、本発明の第1実施形態においては、以下のようにシンセサイザ3を制御することにより、 $f_{LO(i+1)} - f_{LOi} = 2\Delta f_1$ （ $i$ は整数）とシンセサイザ3の発振周波数の間隔を最も狭い伝送帯域幅の2倍とする。

【0032】図2に示すようにシンセサイザ3で発生する最も低いローカル周波数 $f_{LO1}$ を $f_{LO1} = f_{RF1} - f_{IF}$ とする。このとき、所望信号の帯域幅がもっとも狭帯域の場合、シンセサイザ3の発振周波数は、周波数変換手段2の出力所望信号の中心周波数が所定のIF周波数に一致するか、あるいは、伝送帯域幅のうち最も狭い帯域幅の周波数だけオフセットするように制御され、また、所望信号の帯域幅がそれよりも広い帯域の場合、シンセサイザ3の発振周波数は、周波数変換手段2の出力信号の中心周波数が所定のIF周波数から伝送帯域幅のうち最も狭い帯域幅 $\Delta f_1$ の $1/2$ の周波数だけオフセットするように制御される。

【0033】次に本発明の第1実施形態の第1の具体例としての第2実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の動作について説明する。

【0034】周波数変換器1に入力された高周波信号 $f_{RF}$ は、周波数変換手段2においてIF信号へ変換されて



出力され、周波数変換手段2の出力IF信号は、IFフィルタ40に入力される。このとき、周波数変換手段2において、入力された高周波信号 $f_{RF}$ は、上述したようにシンセサイザ6から供給されるローカル信号によって周波数変換手段2の出力における周波数変換された所望信号の中心周波数が所定のIF周波数 $f_{IF}$ よりずれるもののIFフィルタ40の帯域を最も広い帯域幅と最も狭い帯域幅の和の帯域幅を持つように設定しているので、所望信号成分を除去されることなく帯域制限がなされる。IFフィルタ40により帯域制限されたIF信号は、直交復調手段6に入力され、第1および第2の直交復調器6aおよび6bによりIチャネルおよびQチャネルのベースバンド信号に変換されて出力される。直交復調器6a、6bの出力信号は、第1、第2のベースバンドフィルタ7a、7bに入力される。このベースバンドフィルタ7a、7bは、システム帯域切替信号生成手段10により生成された切替信号によってローパス/バンドパス特性やそのカットオフ周波数を変えることができるものである。

【0035】ベースバンドフィルタ7a、7bにおいて帯域制限されたベースバンド信号は第1、第2のA/D変換器8a、8bに入力されデジタル信号へ変換される。その後デジタル信号は図示されない復調器によって復調される。このように、本発明の構成によるとシンセサイザ6で発振するローカル信号の周波数間隔を従来最も狭い伝送帯域幅の1/2の周波数間隔であったのを、最も狭い伝送帯域幅の2倍と従来の4倍と広げることができる。したがって、シンセサイザ3の位相雑音特性を低減することができ、受信特性のよいマルチレート伝送機能を有する受信機を実現することが可能となる。

【0036】以下、具体的に数字を挙げて本第2実施形態に係る受信機について説明する。ここで仮定するシステムは、従来の受信機に挙げたシステムと同じものとする。すなわち、システムの帯域幅は5MHz、10MHz、20MHzの3つとし、搬送波の周波数は2GHz帯、システム帯域幅は60MHzとし、例えば図22に示すように信号が割り当てられているとする。

【0037】また、図3に示すように、シンセサイザ3の最低周波数を $f_{LO1} = f_{RF3} - f_{IF}$ と $f_{LO(i+1)} - f_{LOi} = 2\Delta f_1$ とをえと、10MHz間隔となり、シンセサイザ3の出力できる発振周波数は、1777.5MHz、1787.5MHz、1979.5MHz、1807.5MHz、1817.5MHz、1827.5MHzとなる。

【0038】さて、従来の受信機と同様に中間周波数(IF)が200MHzとするが、IFフィルタ40は従来の20MHzと異なり、帯域幅はシステムの最大伝送帯域幅20MHzと最小伝送帯域幅5MHzの和である25MHzで中心周波数200MHzのバンドパスフィルタとする。また、直交復調器6に供給される局部発

振周波数は、IFフィルタ40の通過帯域の例えば下限の周波数、つまり、187.5MHzに設定する。

【0039】複数レート受信時の動作について説明する。まず最大帯域幅である20MHzの伝送時に中心周波数2000MHzの信号を受信する場合は、シンセサイザ3は1797.5MHzの局部発振信号を出力するように選択される。この結果、周波数変換手段2の出力であるIF信号は図4に示すように、また、ベースバンド信号は図5に示すようになる。ここで、ベースバンドフィルタ4の特性を中心周波数15MHzで帯域幅10MHzのバンドパスフィルタとするとベースバンドフィルタ4の出力は図6のようになる。このように動作することにより中心周波数2000MHz、帯域幅20MHzの信号を受信する。

【0040】また、20MHzの最大帯域幅の信号の中心周波数が1995MHzの時は、周波数変換器1の出力であるIF信号は図7に示すようになり、また、ベースバンド信号は図8に示すようになるので、ベースバンドフィルタ7a、7bの特性を中心周波数10MHzで帯域幅20MHzのバンドパスフィルタとするとベースバンドフィルタ7a、7bの出力は図9に示すようになる。このように動作することにより、中心周波数1995MHz、帯域幅20MHzの信号を受信することになる。

【0041】次に、伝送帯域幅が10MHzの場合について説明する。例えば、搬送波が2025MHzの信号を受信する場合、シンセサイザ3の発信する局部発振信号の周波数は、1827.5MHzと選択される。

【0042】この結果、周波数変換手段2の出力であるIF信号は、図10に示すようになり、また、ベースバンド信号は図11に示すようになる。ここで、第2のフィルタ手段7におけるベースバンドフィルタ7a、7bの特性を中心周波数10MHzで帯域幅10MHzのバンドパスフィルタとするとベースバンドフィルタ7a、7bの出力は図11に示すようになる。以上のように動作することで中心周波数2025MHz、帯域幅10MHzの信号を受信する。

【0043】また、この場合図10に示すようにIFフィルタ40の帯域内に他のシステムの信号も混入する。混入する他のシステムの信号の電力が非常に大きい場合に、直交復調手段6や第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ部で歪みを発生させることもあるので、シンセサイザ3の局部発振周波数を1817.5MHzとすることにより、図13に示すように他のシステムの信号が混入しないようにすることもできる。この時は図示しないが、ベースバンドフィルタ7a、7bの特性を中心周波数20MHzで帯域幅10MHzのバンドパスフィルタとすればよい。以上のように動作することで中心周波数2025MHz、帯域幅10MHzの信号を受信することができる。

【0044】次に、伝送帯域幅が5MHzの信号を受信する場合について説明する。例えば搬送波が1987.5MHzの信号を受信する場合、シンセサイザ3の発振する局部発振周波数は1787.5MHzとする。この場合、局部発振周波数が1787.5MHzなので、所望信号の搬送波周波数は200MHzに周波数変換されることになる。直交復調手段6に印加される局部発振周波数は187.5MHzに設定しているので直交復調器3の出力は図14に示すように中心周波数が12.5MHzで帯域幅が5MHzの信号となる。このとき、第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ7a、7bは中心周波数12.5MHz帯域幅5MHzのバンドパスフィルタとするように、システム帯域切替信号生成手段10より供給される切替信号により設定される。以上のように、動作することで中心周波数1987.5MHz、帯域幅5MHzの信号を受信することができる。

【0045】以上説明したように、シンセサイザ3の発振周波数の間隔を、従来最も狭い伝送帯域幅の1/2の周波数間隔であったのを、本発明のようにIFフィルタの帯域幅を最大伝送帯域幅と最小伝送帯域幅の和の帯域幅以上に設定することによりシンセサイザ3の発振周波数間隔を最も狭い伝送帯域幅の2倍にまで広げることができ、従来の4倍とすることができる。したがって、シンセサイザ3の位相雑音特性を低減することができ、受信特性のよいマルチレート伝送機能を有する受信機を実現することが可能となる。

【0046】以上の第1、第2実施形態では、直交復調手段6に印加する局部発振周波数を187.5MHzと固定にしていたため、ベースバンドフィルタはバンドパスでその帯域幅や中心周波数を変える必要があったが、図15に示す第3実施形態に係る受信機のようにシンセサイザ11および移相器12を用い、局部発振周波数を195MHz、197.5MHz、200MHz、202.5MHzと2.5MHzの間隔で与えることにより、20MHz、10MHz、5MHzの各伝送帯域幅に対応させて図16(a)(b)(c)に示すように、直交復調手段6の出力により周波数変換された信号の低域成分をカットさせてローパス特性を持たせるようにし、バンドパス特性とならないようにすることもできる。

【0047】シンセサイザ11では、従来と同じ2.5MHzの周波数間隔で発振させる必要があるが、従来の2GHzに対して2.5MHzの間隔で発振させる場合に比べ、シンセサイザ11は200MHzに対して2.5MHzの間隔で発振させればよいので位相雑音特性を軽減できることとなり、受信特性のよいマルチレート伝送機能を有する受信機を実現することが可能となる。

【0048】この時のベースバンドフィルタは、20MHz、10MHz、5MHzの各伝送帯域幅の1/2程度のカットオフ周波数を有するローパスフィルタとすればよい。このローパスフィルタは、例えば、図17に示

すように折返し歪み除去フィルタ13とスイッチドキャパシタフィルタ(SCF)14とにより構成することにより、SCF14に印加されるクロック周波数をシステム帯域切替信号により選択して、容易にカットオフ周波数の選択を実現できる。なお、折り返し除去フィルタ13のカットオフ周波数は最大伝送帯域幅に合わせて(この場合10MHz)設定しても、或は、システム帯域切替信号により切り替えてもよい。

【0049】次に、第1実施形態の第2の具体例としての第4実施形態について説明する。この具体例では、帯域幅20MHzの場合の中心周波数が、図18(a)に示すように、

1980MHz

2000MHz

2020MHz

とされ、またそれよりも帯域幅が狭い場合、20MHzの場合の中間に挟まるような形に割り当てられているシステム、つまり、帯域幅が10MHzの場合の中心周波数が、図18(b)に示すように、

1975MHz

1985MHz

1995MHz

2005MHz

2015MHz

2025MHz

とされ、同様に帯域幅が5MHzの場合の中心周波数が、図18(c)に示すように、

1972.5MHz

1977.5MHz

1982.5MHz

1987.5MHz

1992.5MHz

1997.5MHz

2002.5MHz

2007.5MHz

2012.5MHz

2017.5MHz

2022.5MHz

2027.5MHz

と割り当てられるシステムを仮定する。この場合には、IFフィルタ2の帯域幅を最大伝送帯域幅以上、例えば、20MHzとし、直交復調器3に印加する局部発振周波数を200MHzとし、シンセサイザ6の出力する周波数を1780MHz、1800MHz、1820MHzとし、シンセサイザ6の発振周波数は所望信号が含まれる最も広帯域なチャンネルの中心周波数に一致するように制御する。

【0050】以下、第4実施形態の動作について具体的に説明する。最も帯域幅が広い信号を受信する場合は、周波数変換手段および直交復調手段により所望信号の中



心周波数が0Hzとなるような周波数変換を行ない、ベースバンド信号を直交復調することによって受信する。この場合は従来の受信機と同じ動作である。またそれより帯域が狭い場合は、所望帯域が含まれる最も広い帯域幅のチャンネルの中心周波数が周波数変換手段および直交復調手段により0Hzに周波数変換されるような局部発振周波数を用いて周波数変換を行ない、かつ、ベースバンドフィルタの特性を所望信号のみを通過させるバンドパス特性とすることで不要な信号成分をカットして復調する。

【0051】まず、最大帯域幅である20MHzの伝送時に中心周波数1980MHzの信号を受信する場合は、ベースバンドフィルタ7の特性をカットオフ周波数10MHzのローパスフィルタとし、シンセサイザ3の発振周波数は入力信号の中心周波数である1980MHzとIFである200MHzの差、すなわち、1780MHzとする。このとき、第2のフィルタ手段7のベースバンドフィルタ7a、7bの周波数特性は図24

(a)に示したものと同一である。

【0052】次に、伝送帯域幅が10MHzの場合について説明する。例えば、搬送波が1985MHzの信号を受信する場合、シンセサイザ3は上記と同じく1780MHzとする。この点が従来の受信機と大きく異なる。この場合、局部発振周波数が1780MHzなので所望信号の搬送波周波数は205MHzに周波数変換されるため、直交復調器6の出力は、中心周波数が5MHzで帯域幅が10MHzのバンドパス信号となる。このとき、ベースバンドフィルタ7a、7bは中心周波数5MHzで帯域幅10MHzのバンドパスフィルタとするようにシステム帯域切替信号によって設定される。

【0053】次に、伝送帯域幅が5MHzの場合について説明する。例えば、搬送波が1987.5MHzの信号を受信する場合、シンセサイザ3は上記と同じく1780MHzとする。この場合、局部発振周波数が1780MHzなので所望信号の搬送波周波数は207.5MHzに周波数変換されるため、直交復調手段6の出力は中心周波数が7.5MHzで帯域幅が5MHzのバンドパス信号となる。この時ベースバンドフィルタ4は中心周波数7.5MHzで帯域幅5MHzのバンドパスフィルタとするようにシステム帯域切替信号7によって設定される。

【0054】上述のごとく、より一般的に帯域幅が最も広い信号を受信する場合は、その中心周波数が0Hzとなるような周波数変換を行ない、また、それよりも帯域幅が狭い場合は、その帯域が含まれる最も広い帯域幅のチャンネルの中心周波数が0Hzに周波数変換されるような局部発振周波数を用いて周波数変換を行ない、かつベースバンドフィルタの特性を所望信号のみを通過させるバンドパス特性とすることで不要な信号成分をカットして復調する。これによって、複数の帯域幅の信号を受信

する受信機において、IFフィルタの数を増やすことなく、かつ、シンセサイザの発振周波数間隔を広く構成することが可能となる。したがって、シンセサイザ3の位相雑音特性を低減することができ、受信特性のよいマルチレート伝送機能を有する受信機を実現することが可能となる。

【0055】次に、本発明の第5実施形態を図面を用いて説明する。図19は本発明の第5実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図である。図19において、受信機は周波数変換手段としての第1の周波数変換器2と、シンセサイザ3と、1つのIFフィルタ4よりなる第1のフィルタ手段4と、第2の周波数変換器15と、ベースバンドフィルタ7よりなる第2のフィルタ手段7と、A/D変換手段8と、出力端子9と、ベースバンドフィルタ70にシステム帯域切替信号を出力するシステム帯域切替信号生成手段10と、を備えている。

【0056】本第5実施形態において、特徴的な構成は、第1実施形態における直交復調手段6を本第5実施形態では第2の周波数変換器15に置き換えた点である。本第5実施形態の動作も上記第4実施形態に示したものと類似している。異なる点は上記第4実施形態においては、帯域幅が最も広い信号を受信する場合、所望信号の中心周波数が直交復調手段63の出力段において0Hzとなるように、局部発振周波数を制御するのに対して、本第5実施形態においては、帯域幅が最も広い信号を受信する場合、所望信号の下限の周波数が第2の周波数変換器15の出力段において0Hzとなるように、局部発振周波数を制御するものである。一般に上記本発明の第1実施形態に係る受信機をダイレクトコンバージョン方式と呼ぶのに対して、本第5実施形態に係る受信機はローIF方式と呼ばれている。

【0057】帯域幅が最も広い信号を受信する場合は、その下限周波数が0Hzとなるような周波数変換を行ない、ベースバンド信号を復調することによって受信する。また、それよりも帯域が狭い場合は、所望帯域が含まれる最も広い帯域幅のチャンネルの下限周波数0Hzに周波数変換されるような局部発振周波数を用いて周波数変換を行ない、かつ、ベースバンドフィルタの特性を所望信号のみを通過させるバンドパス特性とすることで不要な信号成分をカットして復調する。

【0058】次に、上記第4実施形態に示したシステムと同じシステムをこの第5実施形態のシステムとして仮定した場合の、本第5実施形態に係る受信機における複数レート受信時の動作について説明する。

【0059】まず、最大帯域幅である20MHzの伝送時に中心周波数1980MHzの信号を受信する場合は（この信号の下限周波数は1970MHz、上限周波数は1990MHzである）、（1）ベースバンドフィルタ7の特性をカットオフ周波数20MHzのローパスフ

フィルタとする。(2) またシンセサイザ3の発振周波数は、入力信号の下限周波数である1970MHzとIFである200MHzとの差、すなわち1770MHzとする。(前記第4実施形態においては所望信号の中心周波数が200MHzとなるように局部発振周波数を決定したが、本実施例においては、所望信号の下限周波数、すなわちこの場合1970MHzがIFである200MHzとなるように局部発振周波数を決定する。) 以上のように動作することで中心周波数1980MHz、帯域幅20MHzの信号を受信する。このときのベースバンドフィルタ7の周波数特性は、図20(a)に示すものとなる。

【0060】次に、伝送帯域幅が10MHzの場合について説明する。例えば搬送波の周波数が1985MHzの信号を受信する場合、シンセサイザ3が出力する局部発振信号は、上記と同じように1770MHzの周波数を有するものとする。この場合、局部発振周波数が1770MHzなので所望信号の搬送波周波数は215MHzに周波数変換されるため、第2の周波数変換器15の出力はベースバンド信号ではなく、中心周波数が15MHzで帯域幅が10MHzの信号となるのは第1の実施例の第2の具体例と類似している。このときベースバンドフィルタ7は中心周波数15MHz帯域幅10MHzのバンドパスフィルタとするように、システム帯域切替信号生成手段10によって設定される。このときのベースバンドフィルタ7の周波数特性を図20(b)に示す。このように動作することにより、IFフィルタ4の特性を変えることなく、かつ、シンセサイザ3の発振周波数を変えることなく中心周波数1985MHz、帯域幅10MHzの信号を受信することができる。

【0061】次に、伝送帯域幅が5MHzの場合について説明する。例えば搬送波の周波数が1987.5MHzの信号を受信する場合、シンセサイザの局部発振周波数は上記と同じく1770MHzとする。この場合、局部発振周波数が1770MHzなので所望信号の搬送波周波数は217.5MHzに周波数変換されるため、第2の周波数変換器15の出力はベースバンド信号ではなく、中心周波数が17.5MHzで帯域幅が5MHzの信号となるのは第1実施形態の第2の具体例と類似している。このときベースバンドフィルタ7は中心周波数17.5MHz帯域幅5MHzのバンドパスフィルタとするように、システム帯域切替信号生成手段10によって設定される。このときのベースバンドフィルタ7の周波数特性を図20(c)に示す。このように動作することにより、IFフィルタ4の特性を変えることなく、かつ、シンセサイザ3の発振周波数を変えることなく中心周波数1987.5MHz、帯域幅5MHzの信号を受信することができる。

【0062】以上述べたように、もっとも帯域幅が広い信号を受信する場合は、その下限周波数が0Hzとなる

ような周波数変換を行ない、ベースバンド信号を復調することによって受信する。またそれよりも帯域が狭い場合は、所望帯域が含まれるもっとも広い帯域幅のチャネルの下限周波数が0Hzに周波数変換されるような局部発振周波数を用いて周波数変換をおこない、かつ、ベースバンドフィルタの特性を所望信号のみを通過させるバンドパス特性とすることで不要な信号成分をカットして復調する。

【0063】以上のように動作することによって、複数の帯域幅の信号を受信機において、IFフィルタの数を増やすことなく、かつ、シンセサイザの発振周波数を少なくするように構成することが可能である。

【0064】なお、上記各実施形態において、IFフィルタ4およびベースバンドフィルタ70の特性はシステムの帯域幅に対してマージンを考慮していない構成を示している。実際の設計においては、フィルタの帯域幅は所望信号の帯域幅に比べて多少広めにとられることが多い。しかしながらこのような場合においても本発明の構成方法を用いることによって、IFフィルタの数を削減し、高位相雑音特性のシンセサイザを利用できるという効果は同様である。

#### 【0065】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明に係るマルチレート伝送機能を有する受信機によれば、特に第1のフィルタ手段を構成する中間周波数フィルタを1つでしかも簡単な構成とすることができ、第1のフィルタ手段の回路構成の集積回路化を図ることにより製造コストを抑えることができる。

【0066】また、シンセサイザの発振周波数の間隔を広くとることができるので、中間周波数フィルタ数の削減ばかりでなく、高位相雑音特性を大幅に向上させることができるという効果も奏する。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図。

【図2】本発明の第1実施形態のマルチレート伝送機能を有する受信機の第1のフィルタ手段の特性を示す説明図。

【図3】本発明の第1実施形態に係る受信機の高周波信号と局部発振信号との周波数特性を示す説明図。

【図4】本発明の第2実施形態における20MHzの帯域幅の信号を受信する場合の周波数変換器の出力を示す説明図。

【図5】第2実施形態における20MHzの帯域幅の信号を受信する場合の直交復調器3の出力を示す説明図。

【図6】第2実施形態における20MHzの帯域幅の信号を受信する場合のベースバンドフィルタ4の出力を示す説明図。

【図7】第2実施形態における中心周波数の異なる20MHzの帯域幅の信号を受信する場合の周波数変換器の

出力を示す説明図。

【図 8】第 2 実施形態における中心周波数の異なる 20 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の直交復調手段の出力を示す説明図。

【図 9】第 2 実施形態における中心周波数の異なる 20 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の第 2 のフィルタ手段の出力を示す説明図。

【図 10】第 2 実施形態における 10 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の周波数変換器の出力を示す説明図。

【図 11】第 2 実施形態における 10 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の直交復調手段の出力を示す説明図。

【図 12】第 2 実施形態における 10 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の第 2 のフィルタ手段の出力を示す説明図。

【図 13】第 2 実施形態におけるシンセサイザの発振周波数を変えた時の 10 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の周波数変換手段の出力を示す説明図。

【図 14】第 2 実施形態における 5 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の周波数変換手段の出力を示す説明図。

【図 15】本発明の第 3 実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図。

【図 16】第 3 実施形態に係る受信機の第 2 のフィルタ手段の出力を示す説明図。

【図 17】本発明の第 4 実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の第 2 のフィルタ手段を構成するベースバンドフィルタの構成を示すブロック図。

【図 18】第 4 実施形態に係る受信機の周波数配置を示す説明図。

【図 19】本発明の第 5 実施形態に係るマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図。

【図 20】第 5 実施形態の受信機のベースバンドフィルタの出力を示す説明図。

【図 21】従来のマルチレート伝送機能を有する受信機の構成を示すブロック図。

【図 22】従来の受信機における周波数配置例を示す説明図。

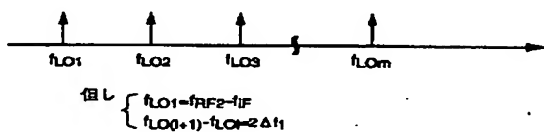
【図 23】従来の受信機の第 1 のフィルタ手段における (a) 第 1 の IF フィルタ, (b) 第 2 の IF フィルタ, (c) 第 3 の IF フィルタのそれぞれの周波数特性を示す説明図。

【図 24】従来の受信機の (a) 20 MHz の帯域幅の信号, (b) 5 MHz の帯域幅の信号を受信する場合の第 2 のフィルタ手段の特性をそれぞれ示す説明図。

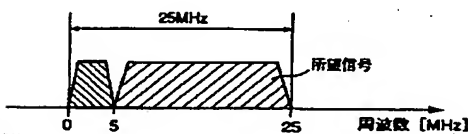
【符号の説明】

- 2 周波数変換手段器
- 3 シンセサイザ
- 4 第 1 のフィルタ手段
- 40 中間周波数 (IF) フィルタ
- 6 直交復調手段
- 7 第 2 のフィルタ手段
- 7a 第 1 のベースバンドフィルタ
- 7b 第 2 のベースバンドフィルタ
- 70 ベースバンドフィルタ
- 8 A/D 変換手段
- 10 システム帯域切替信号生成手段
- 11 シンセサイザ
- 12 90 度移相器
- 13 折返し除去フィルタ
- 14 スイッチドキャパシタフィルタ (SCF)

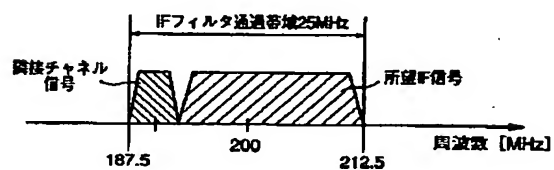
【図 2】



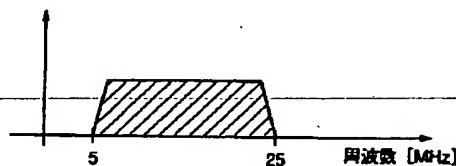
【図 5】



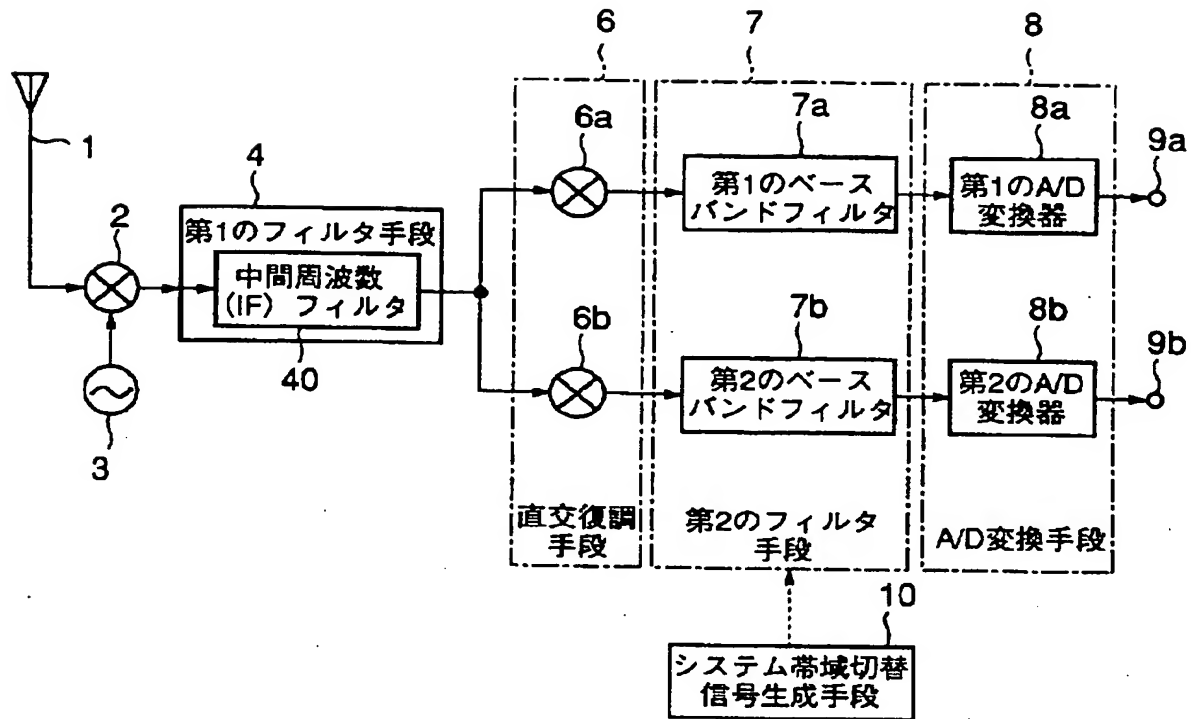
【図 4】



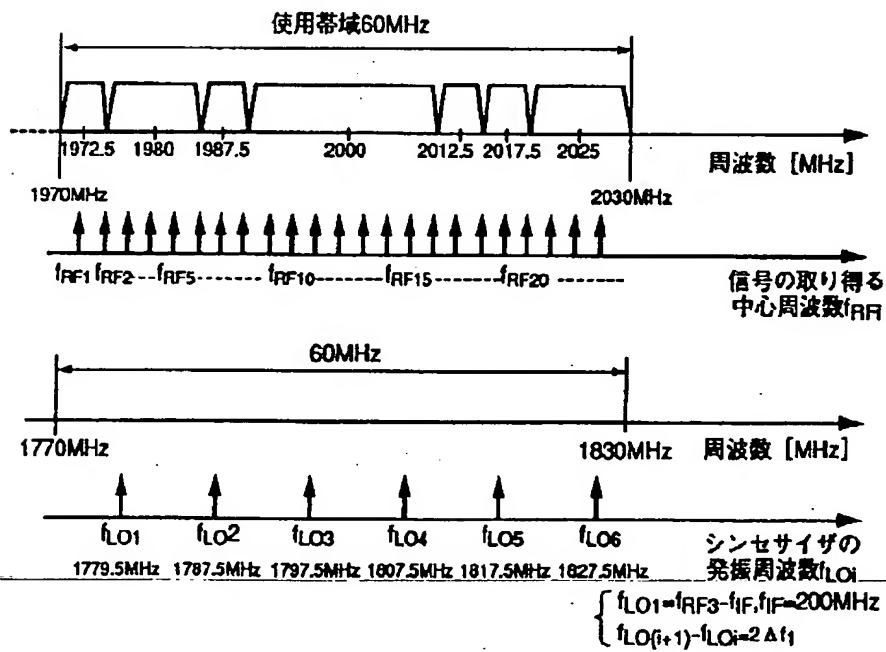
【図 6】



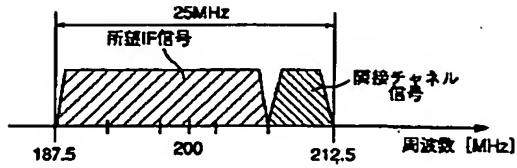
【図1】



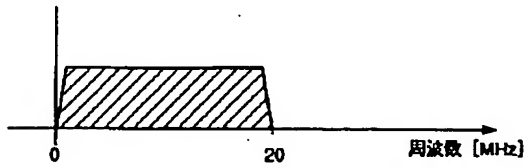
【図3】



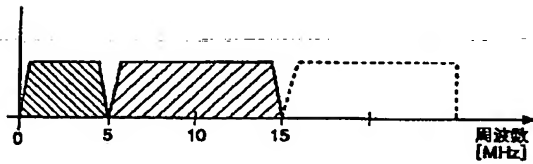
【図7】



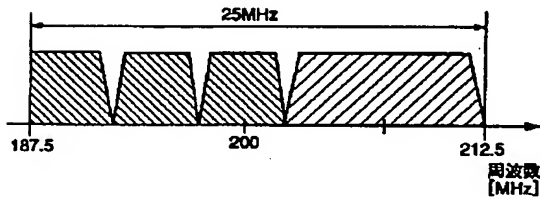
【図9】



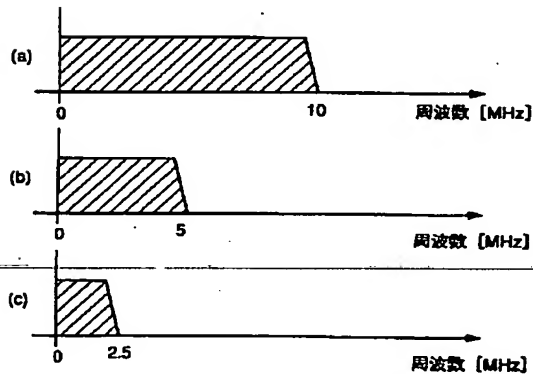
【図11】



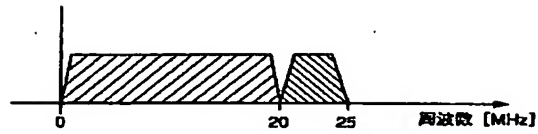
【図13】



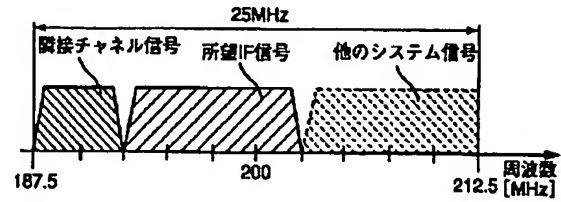
【図16】



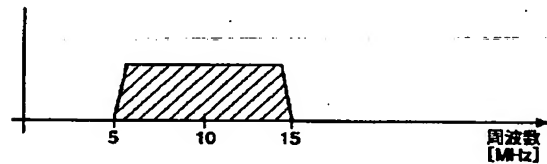
【図8】



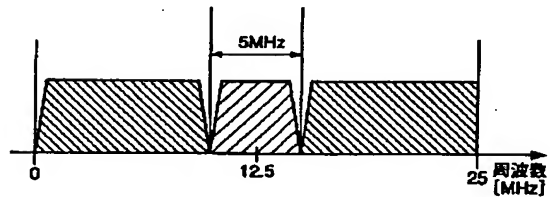
【図10】



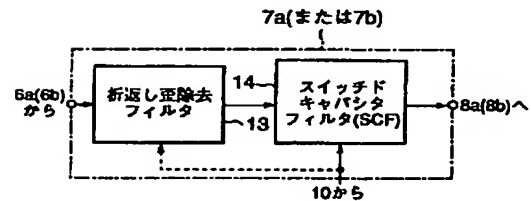
【図12】



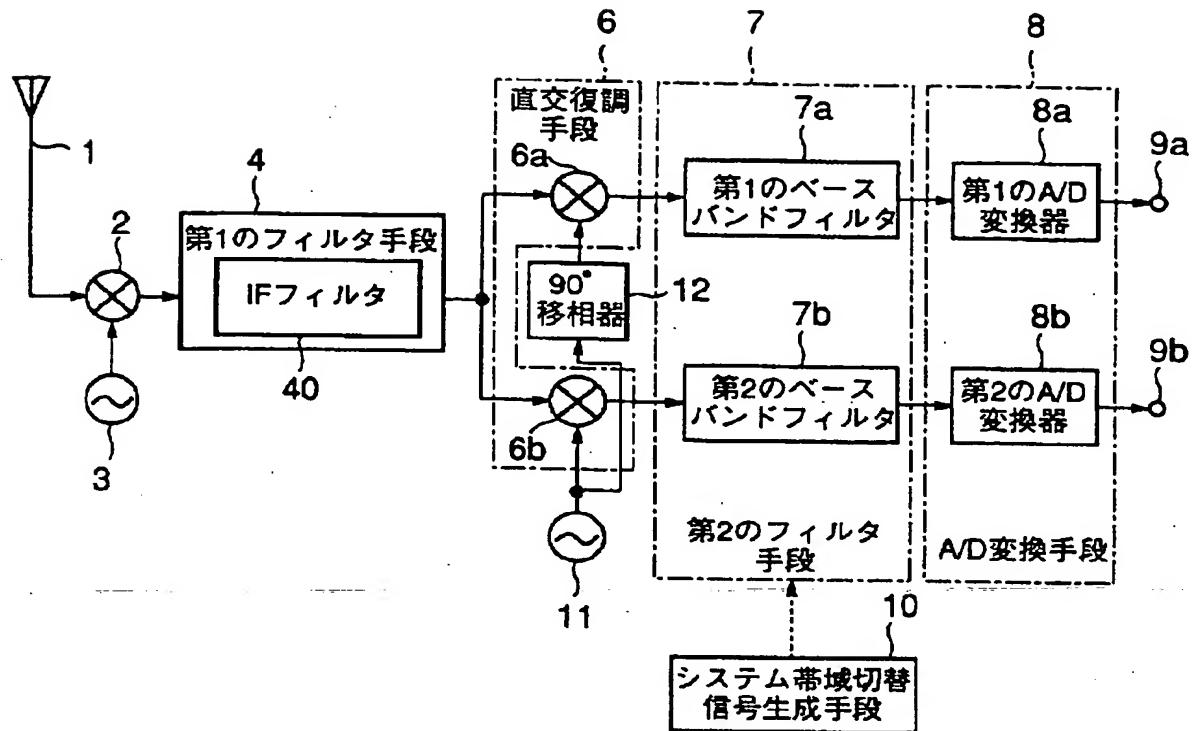
【図14】



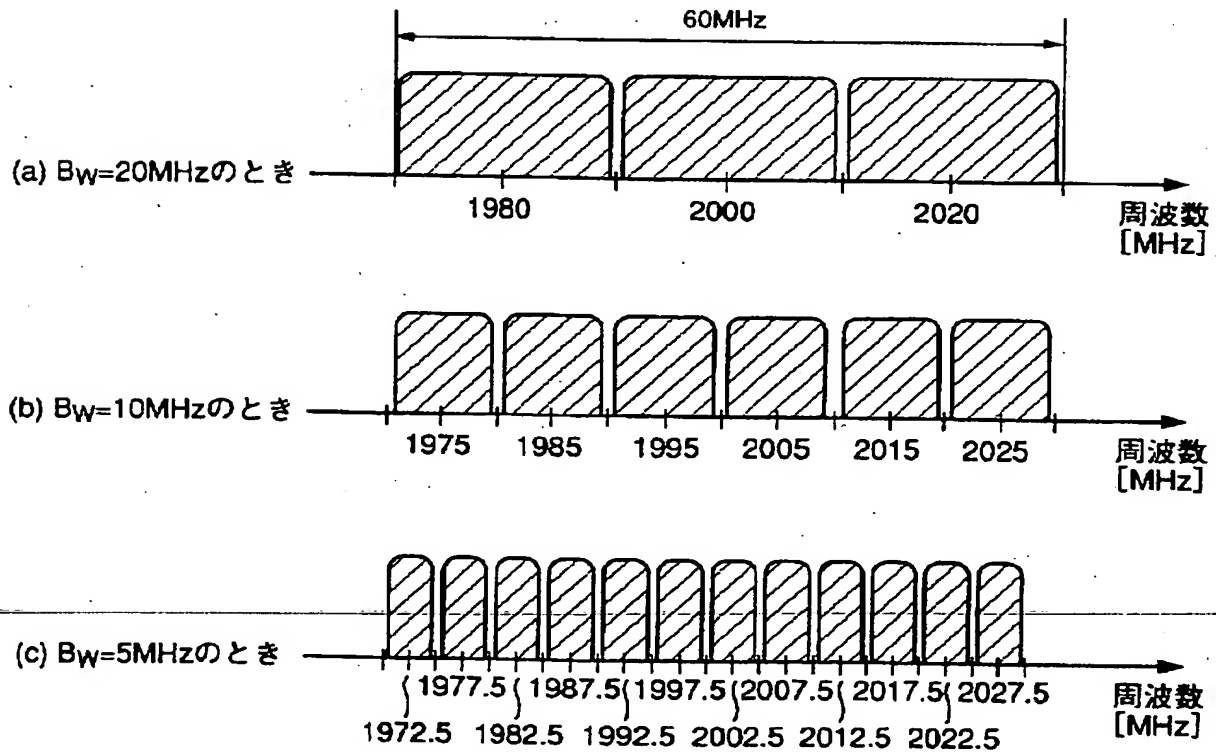
【図17】



【図15】

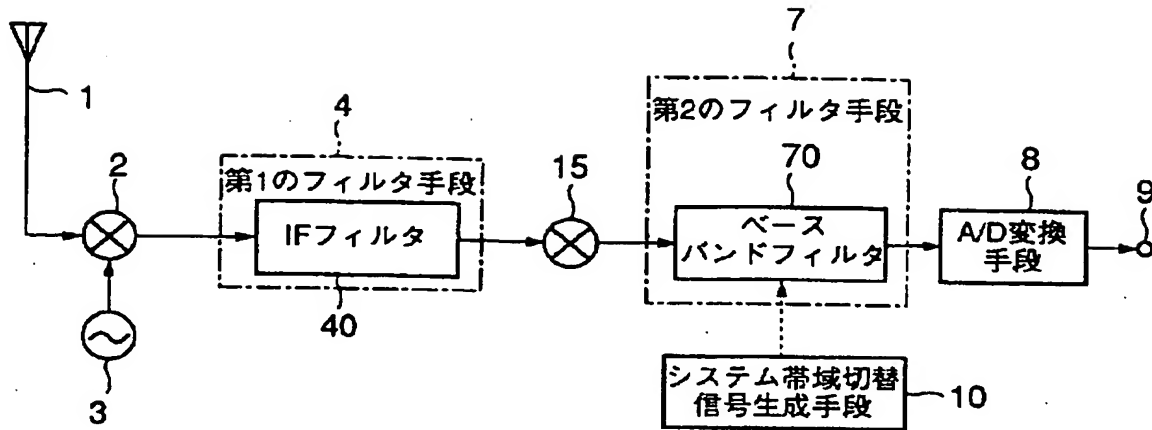


【図18】

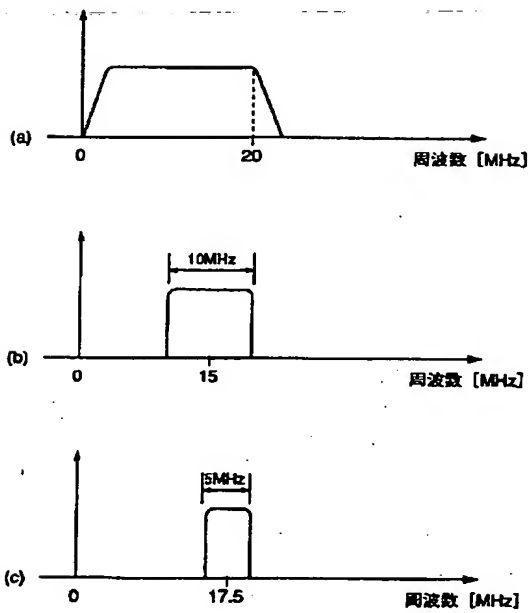




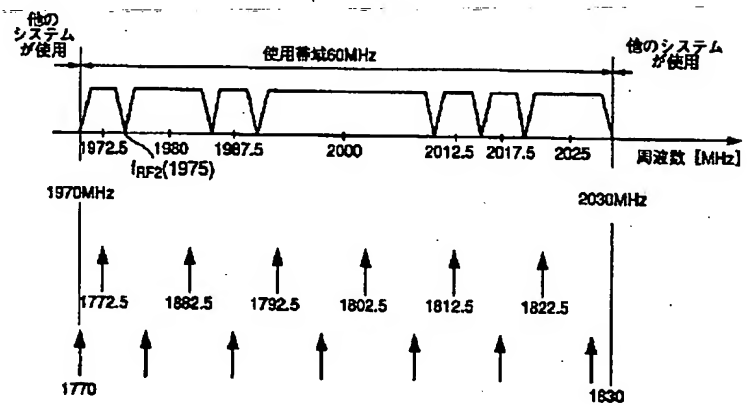
【図19】



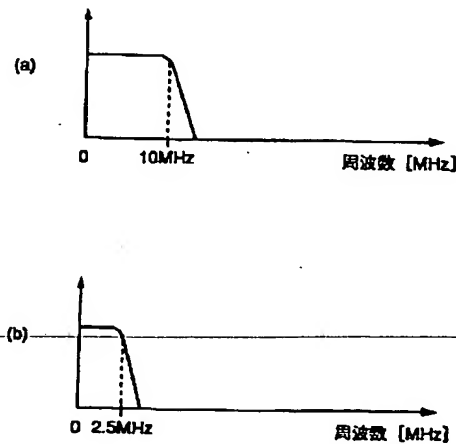
【図20】



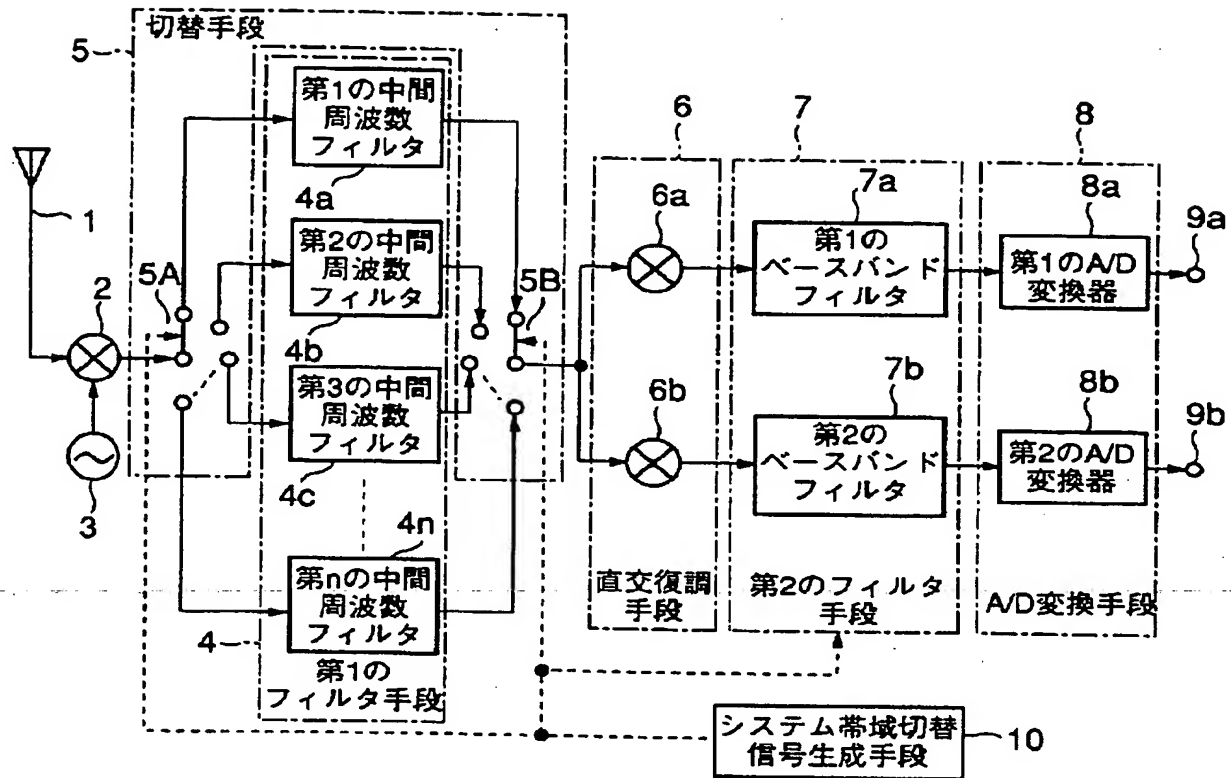
【図22】



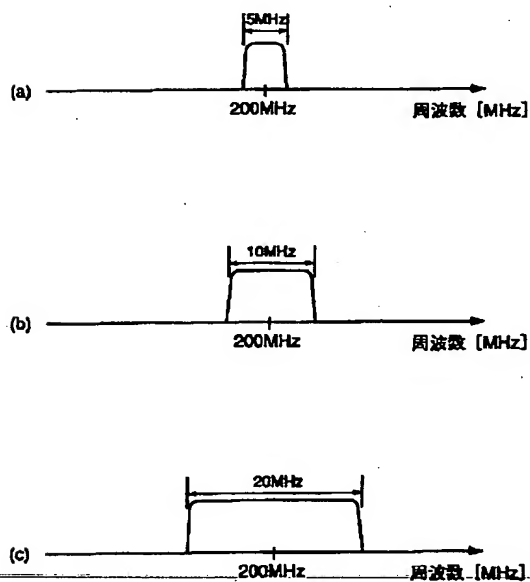
【図24】



【図21】



【図23】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**